

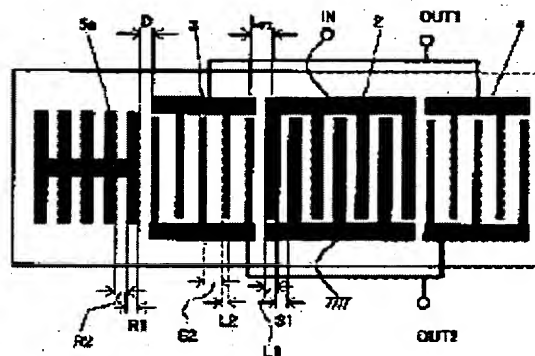
SURFACE ACOUSTIC WAVE FILTER WITH DIFFERENT INPUT AND OUTPUT IMPEDANCE

Patent number: JP2001144574
Publication date: 2001-05-25
Inventor: WATANABE YOSHIHISA
Applicant: TOYO COMMUN EQUIP CO LTD
Classification:
- **International:** H03H9/145; H03H9/25;
- **European:**
Application number: JP19990320405 19991111
Priority number(s):

Abstract of JP2001144574

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a means that differentiates the input impedance from the output of a longitudinally coupled duplex mode SAW filter and forms its input to be an unbalanced input circuit and its output to be a balanced circuit.

SOLUTION: The primary-ternary longitudinally coupled duplex mode SAW filter has three IDT electrodes on its piezoelectric substrate and a grating reflector placed on both sides. A line occupancy rate of the middle IDT is differentiated from the line occupancy rate of the IDT electrodes of the middle IDT, the electrode period of the IDT electrodes is finely adjusted so as to form the surface acoustic wave filter whose input impedance differs from the output impedance.



BEST AVAILABLE COPY

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開 2001-144574

(P 2001-144574A)

(43) 公開日 平成13年5月25日 (2001. 5. 25)

(51) Int. Cl. 7	識別記号	F I	テーマコード* (参考)		
H 0 3 H	9/145	H 0 3 H	9/145	Z	5J097
				A	
				D	
	9/25		9/25	Z	
	9/64		9/64	Z	
審査請求	未請求	請求項の数 6	OL	(全 8 頁)	

(21) 出願番号 特願平11-320405

(22) 出願日 平成11年11月11日 (1999. 11. 11)

(71) 出願人 000003104

東洋通信機株式会社

神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号

(72) 発明者 渡辺 芳久

神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号

東洋通信機株式会社内

F ターム (参考) 5J097 AA11 AA33 BB03 BB14 CC02

DD04 DD13 DD15 DD28 GG03

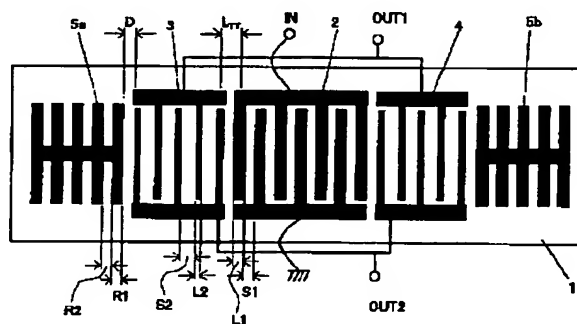
KK01 KK04

(54) 【発明の名称】 入出力インピーダンスを異にした弾性表面波フィルタ

(57) 【要約】

【課題】 縦結合二重モードSAWフィルタの入出力インピーダンスを互いに異ならせると共に、入力側を不平衡型、出力側を平衡型回路とする手段を得る。

【解決手段】 圧電基板に3つのIDT電極とその両側にグレーティング反射器を配置した1次-3次縦結合二重モードSAWフィルタであって、前記中央のIDT電極のライン占有率とその両側のIDT電極のライン占有率とを異ならせると共に、前記IDT電極の電極周期を微調整して入出力インピーダンスの異なる弾性表面波フィルタを形成する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 圧電基板の主面上に表面波の伝搬方向に沿って 3 つの IDT 電極を近接して配置すると共に、それらの両側にグレーティング反射器を配設した 1 次-3 次縦結合二重モード SAW フィルタにおいて、前記 1 次-3 次縦結合二重モード SAW フィルタにおける中央の IDT 電極ライン占有率とその両側の IDT 電極ライン占有率とを異ならせたことを特徴とする入出力インピーダンスを異にした弾性表面波フィルタ。

【請求項 2】 圧電基板の主面上に表面波の伝搬方向に沿って 3 つの IDT 電極を近接して配置すると共に、それらの両側にグレーティング反射器を配設した 1 次-3 次縦結合二重モード SAW フィルタを 2 段縦続接続したフィルタにおいて、一方の 1 次-3 次縦結合二重モード SAW フィルタにおける中央の IDT 電極のライン占有率と両側の IDT 電極のライン占有率とを互いに異ならせ、他方の 1 次-3 次縦結合二重モード SAW フィルタにおける中央の IDT 電極のライン占有率と両側の IDT 電極のライン占有率とを互いに異ならせると共に、縦続接続する相互の IDT 電極のライン占有率をほぼ等しくしたことを特徴とする入出力インピーダンスを異にした弾性表面波フィルタ。

【請求項 3】 圧電基板の主面上に表面波の伝搬方向に沿って 2 つの IDT 電極を近接して配置すると共に、それらの両側にグレーティング反射器を配設した 1 次-2 次縦結合二重モード SAW フィルタにおいて、前記 2 つの IDT 電極のライン占有率を互いに異ならせたことを特徴とする入出力インピーダンスを異にした弾性表面波フィルタ。

【請求項 4】 圧電基板の主面上に表面波の伝搬方向に沿って 2 つの IDT 電極を近接して配置すると共に、それらの両側にグレーティング反射器を配設した 1 次-2 次縦結合二重モード SAW フィルタを 2 段縦続接続したフィルタにおいて、前記第 1 の 1 次-2 次縦結合二重モード SAW フィルタの 2 つの IDT 電極のライン占有率を互いに異ならせ、前記第 2 の 1 次-2 次縦結合二重モード SAW フィルタの 2 つの IDT 電極のライン占有率を互いに異ならせると共に、縦続接続する相互の IDT 電極のライン占有率をほぼ等しくしたことを特徴とする入出力インピーダンスを異にした弾性表面波フィルタ。

【請求項 5】 前記ライン占有率の値を入力側から出力側にかけて単調に増加させるか、あるいは減少せしめたことを特徴とする請求項 2 及び 4 記載の入出力インピーダンスを異にした弾性表面波フィルタ。

【請求項 6】 前記 IDT 電極のライン占有率の大きいものはライン占有率を小さくしたものより、電極周期を小さくしたことを特徴とする請求項 1 乃至 5 の入出力インピーダンスを異にした弾性表面波フィルタ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は弾性表面波フィルタに関し、特にフィルタ特性を損なうことなく、入出力のインピーダンスを互いに異ならせた弾性表面波フィルタに関する。

【0002】

【従来の技術】近年、弾性表面波フィルタ（以下、SAW フィルタと称す）は通信分野で広く利用され、高性能、小型、量産性等の優れた特徴を有することから特に携帯電話等に多く用いられている。図 7 は従来の 1 次、3 次縦モードを利用した 1 次-3 次縦結合二重モード SAW フィルタ（以下、1 次-3 次二重モード SAW フィルタと称す）の構成を示す平面図であって、圧電基板 51 の主面上に表面波の伝搬方向に沿って 3 つの IDT 電極 52、53、54 を互いに近接配置すると共に、それらの両側にグレーティング反射器 55a、55b（以下、反射器と称す）を配設して構成したものである。IDT 電極 52、53、54 はそれぞれ互いに間挿し合う複数本の電極指を有する一対のくし形電極により構成され、図中中央の IDT 電極 52 の一方のくし形電極は入力端子 IN に接続され、他方のくし形電極は接地される。さらに、両側の IDT 電極 53、54 のそれぞれ一方のくし形電極は互いに連結されて、出力端子 OUT に接続されると共に、他方のくし形電極はそれぞれ接地される構成となっている。ここで、IDT 電極 52、53、54 の電極指幅を T_1 、スペース幅を T_2 、反射器 55a、55b の電極指幅を R_1 、スペース幅を R_2 と設定すると、IDT 電極 52、53、54 及び反射器 55a、55b の電極周期 L_T 、 L_R と、ライン占有率 η_1 、 η_2 はそれぞれ $L_T = 2(T_1 + T_2)$ 、 $L_R = 2(R_1 + R_2)$ と、 $\eta_1 = T_1 / (T_1 + T_2)$ 、 $\eta_2 = R_1 / (R_1 + R_2)$ と表される。

【0003】図 7 に示す 1 次-3 次二重モード SAW フィルタの動作は、周知のように、IDT 電極 52、53、54 によって励起される複数の表面波が反射器 55a、55b の間に閉じ込められて音響結合し、IDT 電極パターンにより 1 次と 3 次の 2 つの縦共振モードが強勢に励振されるため、適当な終端を施すことによりこれらの 2 つのモードを利用した 1 次-3 次二重モード SAW フィルタとして動作する。なお、該二重モード SAW フィルタの通過帯域幅は 1 次共振モードと 3 次共振モードとの周波数差で決まることは周知の通りである。

【0004】図 8 は、欧州デジタル携帯電話システム GSM の受信 RF フィルタ用として設計した中心周波数 847.5MHz、通過帯域幅 25MHz の 1 次-3 次二重モード SAW フィルタのフィルタ特性を示す図で、36° Y カット X 伝搬 LiTaO₃ 基板 51 上に、中央の IDT 電極 52 を 23.5 対、両側の IDT 電極 53、54 をそれぞれ 13.5 対、反射器 55a、55b の本数をそれぞれ 15

0本、交差長 45λ 、電極膜厚 H を 6.5λ 、IDT電極及び反射器のライン占有率 η_1 、 η_2 をそれぞれ0.5、0.5、IDT電極と反射器との電極周期比（以下、電極周期比と称す） L_T/L_R を0.981とした場合の特性である。横軸は周波数（MHz）を、縦軸は挿入損失（Loss）を表示している。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】図9はGSM携帯電話器に用いられているRFフィルタ71の近傍を示すブロック回路図である。800MHz帯という高周波においては、デバイスを含めた系のインピーダンスを50Ω系に設計するのが一般的であり、前段の低雑音増幅器70のインピーダンスも50Ωに設定されており、RF-SAWフィルタ71の終端インピーダンスも50Ωに設計されている。携帯電話の小型化と低コスト化を図るため、図9の破線で示す部分は近年ではIC化されたものが主流となっており、後段のミキサ72の入力インピーダンス Z は、必ずしも50Ωではなく半導体メーカーにより50Ωから300Ωのものが供給されており、そのままではRF-SAWフィルタとのインピーダンス整合が実現できない。上述のような場合には、両者のインピーダンスを整合させるため、インピーダンス整合回路74を両者の間に挿入することになる。また、ミキサ72以降の回路はセット内部のデジタル回路部等で生じるノイズを軽減するために、平衡回路で設計されているので、不平衡型RF-SAWフィルタ71を平衡型回路に変換する不平衡型-平衡型変換回路73を、RF-SAWフィルタ71とインピーダンス整合回路74との間に挿入する。尚、不平衡型-平衡型変換回路73としてトランスを用いるのが一般的である。以上のように、従来の50Ω終端の不平衡型RF-SAWフィルタをGSM用のRF回路に採用すると、上述のように不平衡型-平衡型変換回路73とインピーダンス整合回路74とが必要になり、携帯電話器の形状が大きくなると共に、コストが増大するという問題があった。

【0006】この問題を解決すべく、図10に示すような入出力インピーダンスの異なる平衡型1次-3次二重モードSAWフィルタが提案されている。該フィルタと従来の1次-3次二重モードSAWフィルタの違いは、中央のIDT電極62の構成にある。即ち、図10に示すように、両側のIDT電極63、64の一方のくし形電極を連結して入力端子INに接続し、他方のくし形電極はそれぞれ接地する。そして、IDT電極62の一方のくし形電極を接地すると共に、他方のバスバーをその中央部で分割し、分割された両方のバスバーからそれぞれ出力を取り出し、第1の出力OUT1と第2の出力OUT2としている。このような構成にすることにより、入力不平衡型-出力平衡型のフィルタを構成することが可能となると共に、出力インピーダンスを入力インピーダンスの4倍とすることができる。これはバスバーを中央で分割す

ることにより、それぞれのインピーダンスが2倍となり、これを直列に接続した回路構成となるからである。

【0007】しかしながら、上記の図10に示す平衡型1次-3次二重モードSAWフィルタにおいても、入力側のインピーダンス Z_{in} は任意のインピーダンスに設定できるものの、出力側インピーダンス Z_{out} は Z_{in} に依存し、 Z_{in} の4倍以外の値に設定することはできない。即ち、要求される50Ωから300Ωの任意のインピーダンスに設定することはできないという問題があった。本発明は上記問題を解決するためになされたものであって、入力側インピーダンスを50Ωとし、出力側インピーダンスを要求される任意のインピーダンスに設定できる1次-3次二重モードSAWフィルタと、1次-2次二重モードSAWフィルタとを提供することを目的とする。

【0008】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために本発明に係る入出力インピーダンスを異にした弾性表面波フィルタの請求項1記載の発明は、圧電基板の主面上に表面波の伝搬方向に沿って3つのIDT電極を近接して配置すると共に、それらの両側にグレーティング反射器を配設した1次-3次縦結合二重モードSAWフィルタにおいて、前記1次-3次縦結合二重モードSAWフィルタにおける中央のIDT電極ライン占有率とその両側のIDT電極ライン占有率とを異ならせたことを特徴とする入出力インピーダンスを異にした弾性表面波フィルタである。請求項2記載の発明は、圧電基板の主面上に表面波の伝搬方向に沿って3つのIDT電極を近接して配置すると共に、それらの両側にグレーティング反射器を配設した1次-3次縦結合二重モードSAWフィルタを2段縦続接続したフィルタにおいて、一方の1次-3次縦結合二重モードSAWフィルタにおける中央のIDT電極のライン占有率と両側のIDT電極のライン占有率とを互いに異ならせ、他方の1次-3次縦結合二重モードSAWフィルタにおける中央のIDT電極のライン占有率と両側のIDT電極のライン占有率とを互いに異ならせると共に、縦続接続する相互のIDT電極のライン占有率をほぼ等しくしたことを特徴とする入出力インピーダンスを異にした弾性表面波フィルタである。請求項3記載の発明は、圧電基板の主面上に表面波の伝搬方向に沿って2つのIDT電極を近接して配置すると共に、それらの両側にグレーティング反射器を配設した1次-2次縦結合二重モードSAWフィルタにおいて、前記2つのIDT電極のライン占有率を互いに異ならせたことを特徴とする入出力インピーダンスを異にした弾性表面波フィルタである。請求項4記載の発明は、圧電基板の主面上に表面波の伝搬方向に沿って2つのIDT電極を近接して配置すると共に、それらの両側にグレーティング反射器を配設した1次-2次縦結合二重モードSAWフィルタを2段縦続接続したフィルタにおいて、

前記第1の1次-2次縦結合二重モードSAWフィルタの2つのIDT電極のライン占有率を互いに異ならせ、前記第2の1次-2次縦結合二重モードSAWフィルタの2つのIDT電極のライン占有率を互いに異ならせると共に、縦続接続する相互のIDT電極のライン占有率をほぼ等しくしたことを特徴とする入出力インピーダンスを異にした弾性表面波フィルタである。請求項5記載の発明は、前記ライン占有率の値を入力側から出力側にかけて単調に増加させるか、あるいは減少せしめたことを特徴とする請求項2及び4記載の入出力インピーダンスを異にした弾性表面波フィルタである。請求項6記載の発明は、前記IDT電極のライン占有率の大きいものはライン占有率を小さくしたものより、電極周期を小さくしたことを特徴とする請求項1乃至5の入出力インピーダンスを異にした弾性表面波フィルタである。

【0009】

【発明の実施の形態】以下本発明を図面に示した実施の形態に基づいて詳細に説明する。図1は本発明に係る入出力インピーダンスを異にした1次-3次二重モードSAWフィルタの構成を示す図であって、圧電基板1の主面上に表面波の伝搬方向に沿って3つのIDT電極2、3、4を互いに近接配置すると共に、それらの両側に反射器5a、5bを配設して構成したものである。IDT電極2、3、4はそれぞれ互いに間挿し合う複数本の電極指を有する一対のくし形電極により構成され、図中中央のIDT電極2の一方のくし形電極は入力端子INに接続され、他方のくし形電極は接地される。さらに、両側のIDT電極3、4のそれぞれ一方のくし形電極は互いに連結されて、第1の出力端子OUT1に接続されると共に、他方のくし形電極はそれぞれ連結されて第2の出力端子OUT2に接続され、入力不平衡型-出力平衡型のフィルタを構成している。

【0010】本発明の特徴はIDT電極2の電極周期及びライン占有率と、IDT電極3、4の電極周期及びライン占有率とを互いに異ならしめたことにある。即ち、IDT電極2の電極指幅を L_1 、スペース幅を S_1 、IDT電極3、4の電極指幅を L_2 、スペース幅を S_2 、反射器5a、5bの電極指幅を R_1 、スペース幅を R_2 とすると、IDT電極2、IDT電極3、4及び反射器5a、5bの電極周期 L_{1T} 、 L_{2T} 及び ϕ_{LR} は、それぞれ $L_{1T} = 2(L_1 + S_1)$ 、 $L_{2T} = 2(L_2 + S_2)$ 及び $\phi_{LR} = 2(R_1 + R_2)$ と表され、ライン占有率 η_1 、 η_2 及び η_R は $\eta_1 = L_1 / (L_1 + S_1)$ 、 $\eta_2 = L_2 / (L_2 + S_2)$ 及び $\eta_R = R_1 / (R_1 + R_2)$ となり、電極周期 L_{1T} 、 L_{2T} 及びライン占有率 η_1 、 η_2 とを互いに異ならしめたことである。尚、IDT電極2と、IDT電極3あるいは4との最内側電極指の中心間隔を L_{TT} 、IDT電極3、4と反射器5a、5bとの最内側電極指の間隔を D とする。

【0011】図1に示す1次-3次二重モードSAWフ

ィルタにおいては、中央のIDT電極指2のライン占有率 η_1 に比べて、IDT電極3、4のライン占有率 η_2 を小さく設定することにより、出力インピーダンス Z_{out} を入力インピーダンス Z_{in} に比べて大きくできるという特徴がある。このように、1次-3次二重モードSAWフィルタを入力不平衡型-出力平衡型とし、入力インピーダンスを 50Ω 、出力インピーダンスを図9に示したミキサ72のインピーダンス Z と同一とすることにより、従来、必要としていた不平衡型-平衡型変換回路73とインピーダンス整合回路74とを除去することができ、高周波段を小型化できると共に、低コスト化することが可能となる。ここで、ライン占有率 η とSAW共振子のインピーダンス Z との関係を簡単に説明する。36°タンタル酸リチウム圧電基板上にIDT電極とその両側に反射器を配置して構成したSAW共振子のインピーダンス Z と、IDT電極のライン占有率 η との関係は、周知のように、図11の曲線のように表される。この図の縦軸は、ライン占有率が50%のときのインピーダンス Z_0 で規準化して表示している。図11から明らかに、ライン占有率 η を50%より大きくすればSAW共振子のインピーダンスは規準値 Z_0 より減少し、50%より小さくすればインピーダンスは増大することが分かる。

【0012】しかし、周知のように、ライン占有率 η を変化させるとSAW共振子の共振周波数まで変動し、通過帯域が劣化、例えば通過帯域が傾斜し、帯域幅の減少する等が生ずる。これを防止する必要がある場合にはライン占有率に応じて、電極周期を補正すればよい。ライン占有率 η と共振周波数との関係を簡単に説明する。図12に示す曲線は、基板に36°タンタル酸リチウムを用いたSAW共振子のライン占有率 η と規準化周波数との関係を示す曲線で、ライン占有率 η を0.3から0.7まで変化した場合の規準化周波数（ライン占有率 $\eta = 0.5$ のときの周波数で規準化）の変動の様子を示す曲線で、例えばライン占有率 $\eta = 0.5$ より η を小さくすると共振周波数は増加し、大きくすると低下することが分かる。これはライン占有率 η を0.5より小さくすることにより、図13に示すようにその領域の伝搬速度が速くなるからであり、共振周波数 f は $f = V/\lambda$ （ V ：表面波の速度、 λ ：励起される表面波の波長 \propto 電極周期 L ）の関係より上昇することになる。

【0013】ここで、図1と図13とを用いてさらに詳しく説明する。図1において例えば、IDT電極2のライン占有率 η_1 を0.7、IDT電極3、4のライン占有率 η_2 を0.4と設定したとすると、標準のライン占有率0.5のときの表面波の伝搬速度（位相速度） V_s に比べてIDT電極2の領域では伝搬速度が ΔV_1 だけ減少し、IDT電極3、4の領域では伝搬速度が ΔV_2 だけ上昇する。そこで、それぞれのIDT電極領域の伝搬速度に合わせて、それぞれのIDT電極の電極周期を合わせる、即ち

ＩＤＴ電極２の領域ではその電極周期を正規の配置よりわずかに小さく、ＩＤＴ電極３、４の領域では電極周期をわずかに大きくすることによって、中央のＩＤＴ電極２と両側のＩＤＴ電極３、４の周波数が一致するように、電極周期を微調整することが可能となる。

【００１４】図２は本発明に係る１次－３次二重モードＳＡＷフィルタの第２の実施例であって、図１のものは逆に両側のＩＤＴ電極１３、１４のライン占有率 η'_2 を０．７とし、中央のＩＤＴ電極１２のライン占有率 η'_1 を０．４と小さくして、出力インピーダンスを増大させる。この手段によっても携帯端末のＲＦフィルタ近傍から不平衡型－平衡型変換回路７３とインピーダンス整合回路７４とを除去することが可能である。

【００１５】図３は、欧州デジタル携帯電話システムＧＳＭの受信ＲＦフィルタ用に、図２の電極構成を用いて設計した中心周波数８４７．５ＭＨｚ、通過帯域幅２５ＭＨｚ、入出力インピーダンス５０Ω－１００Ωの１次－３次二重モードＳＡＷフィルタのフィルタ特性を示す図で、３６°ＹカットＸ伝搬ＬｉＴａＯ３基板５１上に、中央のＩＤＴ電極１２を２３．５対、両側のＩＤＴ電極１３、１４をそれぞれ１３．５対、反射器１５ａ、１５ｂの本数をそれぞれ１５０本、交差長３０λ、電極膜厚Ｈを６．５％λ、ＩＤＴ電極１２とＩＤＴ電極１３、１４及び反射器１５ａ、１５ｂのライン占有率 η'_1 、 η'_2 及び η'_R をそれぞれ０．４、０．７及び０．５、ＩＤＴ電極と反射器との電極周期比 L_T/L_R を０．９８１（電極周期 L_T としてはライン占有率 $\eta=0.5$ の場合を用いている）とした場合の特性である。横軸は周波数（ＭＨｚ）を、縦軸は挿入損失（Loss）を表示している。なお、ライン占有率 η を $\eta=0.5$ に設定した場合から変化させているので、 $\eta=0.5$ のときの電極周期で規準化してＩＤＴ電極１２の電極周期は１．００７５、ＩＤＴ電極１３、１４の電極周期は０．９９２５としている。また、電極指間間隔 L_{TR} は０．３λ、ＩＤＴ電極と反射器の間隔Ｄは０．２５λとしている。このように構成したことにより入力インピーダンス５０Ω、出力インピーダンス１００ΩのＲＦフィルタを実現することができた。

【００１６】図４は本発明に係る第３の実施例を示すものである。図４に示すように、１次－３次二重モードフィルタＡの中央のＩＤＴ電極２２の一方のくし形電極を入力端子ＩＮに接続し、他方のくし形電極を接地する。さらに、両側のＩＤＴ電極２３、２４の一方のくし形電極を連結して接地すると共に、他方のくし形電極は連結して中間出力とし、後述する次段の１次－３次二重モードフィルタＡ'の入力に接続する。該フィルタＡ'の両側のＩＤＴ電極２３'、２４'の一方のくし形電極を連結して、前記中間出力に接続すると共に、他方のくし形電極をそれぞれ接地する。さらに、フィルタＡ'の中央のＩＤＴ電極２２'の一方のくし形電極を第１の出力ＯＵＴ１と接続し、他方のくし形電極を第２の出力ＯＵＴ１に接続することによって、２段縦続接続型の１次－３次二重モー

ドフィルタにおいても、入力不平衡型－出力平衡型を実現したものである。

【００１７】更に、入力側の１次－３次二重モードＳＡＷフィルタＡの入力インピーダンスを５０ΩとすべくＩＤＴ電極２２のライン占有率 η_1 を大きくすると共に、縦続接続部よりみた中間出力インピーダンスを入力インピーダンスより高めるために、両側ＩＤＴ電極２３、２４のライン占有率 η_2 を η_1 より少し小さく設定する。そして、次段の１次－３次二重モードＳＡＷフィルタＡ'の両側ＩＤＴ電極２３'、２４'のライン占有率 η_3 を縦続接続部のインピーダンスを整合させるために、ＩＤＴ電極２３、２４の占有率 η_2 とほぼ同一とした上で、出力となる中央のＩＤＴ電極２２'のライン占有率 η_4 を η_3 より小さく設定し、出力インピーダンス Z_{out} を増大させる。このように入力ＩＮから出力ＯＵＴ１、２にかけて順次インピーダンスを増加させる手段をとると、各段の１次－３次二重モードフィルタの設計が容易となると共に、フィルタ特性の劣化、例えば通過域のリップルの増加等を防止することができる。この場合も、ライン占有率の大きいＩＤＴ電極についてはライン占有率の小さいものより電極周期を小さく設定して各ＩＤＴ電極の周波数が一致するように構成することが望ましい。

【００１８】図５は本発明に係る第４の実施例である１次－２次二重モードＳＡＷフィルタの構成を示す平面図であって、圧電基板３１の主面上に表面波の伝搬方向に沿って２つのＩＤＴ電極３２、３３を近接配置すると共に、それらの両側に反射器３４ａ、３４ｂを配設して構成したものである。ＩＤＴ電極３２の一方のくし形電極を入力端子ＩＮに接続すると共に、他方のくし形電極を接地する。さらに、ＩＤＴ電極３３の一方のくし形電極を第１の出力端子ＯＵＴ１に接続すると共に、他方のくし形電極を第２の出力端子ＯＵＴ２に接続して、入力不平衡型－出力平衡型の１次－２次二重モードＳＡＷフィルタを構成する。図５に示す１次－２次二重モードＳＡＷフィルタの動作は、周知のように、ＩＤＴ電極３２、３３によって励起される複数の表面波が反射器３４ａ、３４ｂの間に閉じ込められて音響結合し、ＩＤＴ電極パターンにより１次と２次の２つの縦共振モードが強勢に励振されるため、適当な終端を施すことによりこれらの２つのモードを利用した１次－２次二重モードＳＡＷフィルタとして動作する。

【００１９】第４に示した実施例の特徴は、出力側を平衡型回路構成とすると共に、入力インピーダンスと出力インピーダンスとを互いに異ならせたことである。即ち、図５に示すように、ＩＤＴ電極３２のライン占有率 η_1 よりもＩＤＴ電極３３のライン占有率 η_2 を小さく設定することにより、出力側のインピーダンスを増大させることができる。

【００２０】図６は本発明に係る第５の実施例を示す平面図であって、２段縦続接続１次－２次二重モードＳＡ

Wフィルタにおいて、入力不平衡型—出力平衡型フィルタを構成したものである。上述したように、ライン占有率 η を入力側から順次小さくすることにより、入力インピーダンスよりも出力インピーダンスを増大することができる。

【0021】また、図10に示した電極構成の1次—3次二重モードSAWフィルタに本発明を適用してもよいことは言うまでもない。以上の実施例では圧電基板にタンタル酸リチウムを用いて説明したが、本発明はこれに限定する必要はなく、他の圧電材料、例えば、ニオブ酸リチウム、ランガサイト、四方酸リチウム等に適用できることは言うまでもない。

【0022】

【発明の効果】本発明は、以上説明したように構成したので、従来の1次—3次二重モードSAWフィルタをGSM携帯電話のRFフィルタとして用いる場合に必要としていた不平衡型—平衡型変換回路とインピーダンス整合回路とを除去することが可能となり、高周波段を小型化できると共に、低コスト化することができるという優れた効果を表す。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る1次—3次二重モードSAWフィルタの構成を示す平面図である。

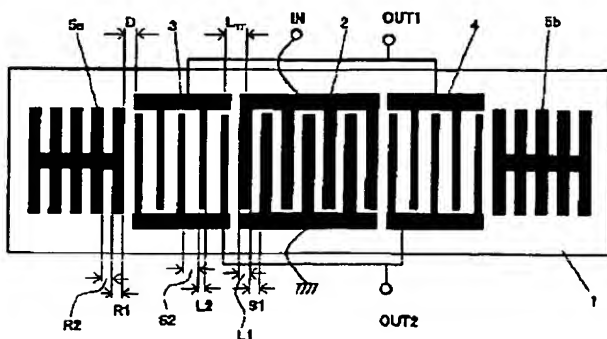
【図2】本発明に係る第2の実施例の1次—3次二重モードSAWフィルタの構成を示す平面図である。

【図3】本発明の第2の実施例の1次—3次二重モードSAWフィルタのフィルタ特性を示すシミュレーション図である。

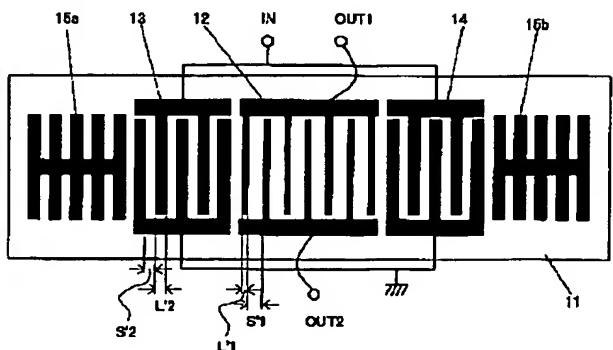
【図4】本発明に係る第3の実施例の縦続接続型1次—3次二重モードSAWフィルタの構成を示す平面図である。

【図5】本発明に係る第4の実施例の1次—2次二重モードSAWフィルタの構成を示す平面図である。

【図1】



【図2】



【図6】本発明に係る第5の実施例の縦続接続型1次—2次二重モードSAWフィルタの構成を示す平面図である。

【図7】従来の1次—3次二重モードSAWフィルタの構成を示す平面図である。

【図8】従来の1次—3次二重モードSAWフィルタのフィルタ特性を示すシミュレーション図である

【図9】GSM携帯電話システムに用いられているRFフィルタ近傍のブロック図である。

10 【図10】入力不平衡型—出力平衡型1次—3次二重モードSAWフィルタの構成を示す平面図である。

【図11】ライン占有率と規準化インピーダンスとの関係を示す図である。

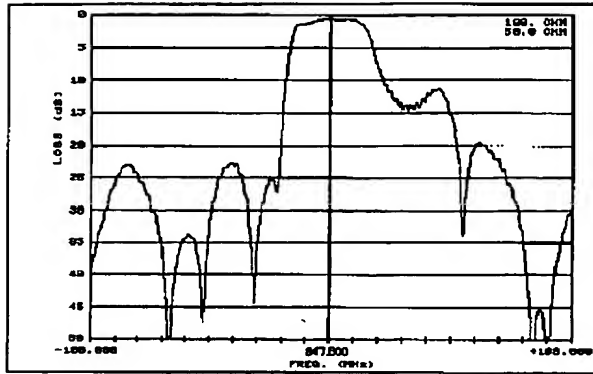
【図12】ライン占有率と規準化周波数との関係を示す図である。

【図13】ライン占有率と表面波の伝搬速度との関係を示す図である。

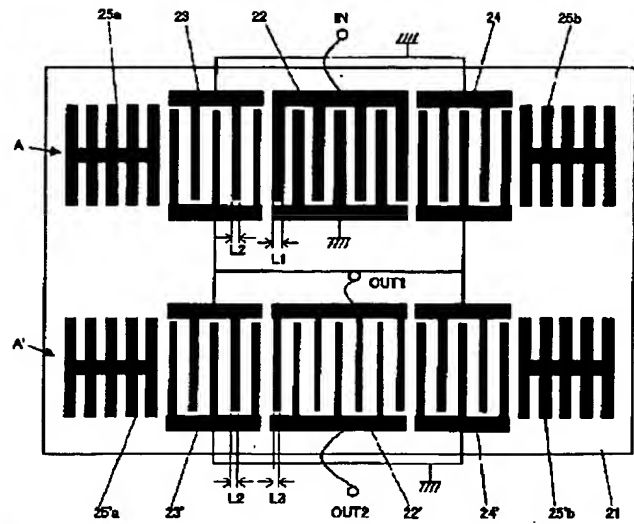
【符号の説明】

- 1、11、21、31、41・・・圧電基板
- 20 2、3、4、12、13、14、22、23、24、22'、23'、24'、32、33、42、43、42'、43'・・・IDT電極
- 5a、5b、15a、15b、25a、25b、25'a、25'b、34a、34b、44a、44b、44'a、44'b・・・グレーティング反射器
- L1、L2、L'1、L'2、L3・・・電極指幅
- S1、S2、S'1、S'2・・・スペース幅
- LTT・・・近接するIDT電極の最内側の電極指の中心間隔
- D・・・近接するIDT電極と反射器との間隔
- A、A'・・・1次—3次二重モードSAWフィルタ
- IN・・・入力
- OUT1、OUT2・・・出力

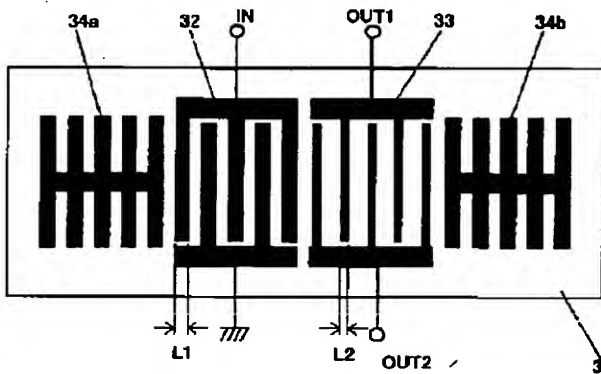
【図 3】



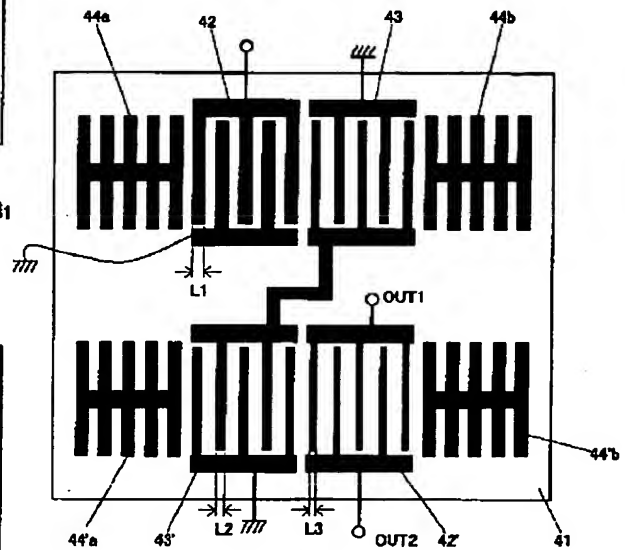
【図 4】



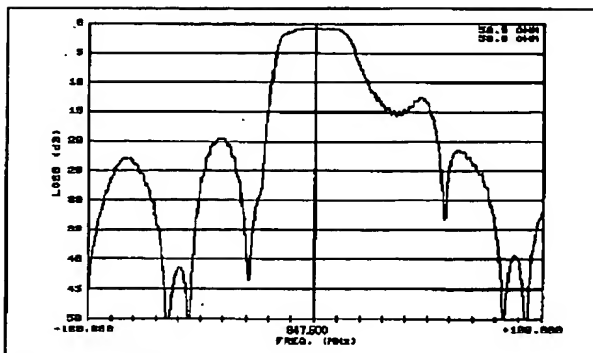
【図 5】



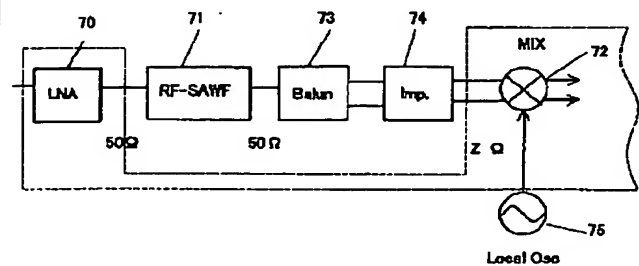
【図 6】



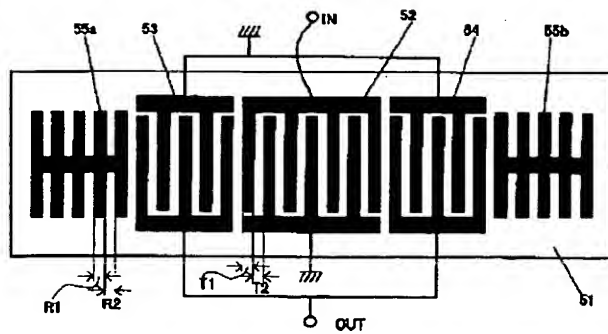
【図 8】



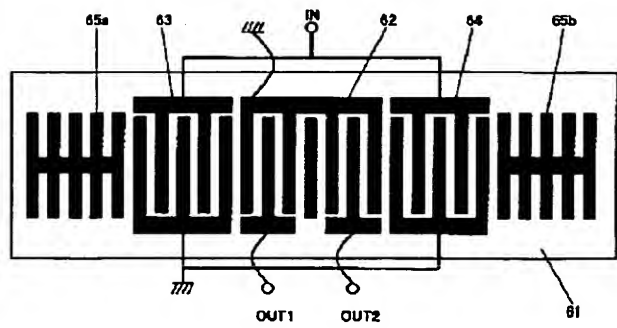
【図 9】



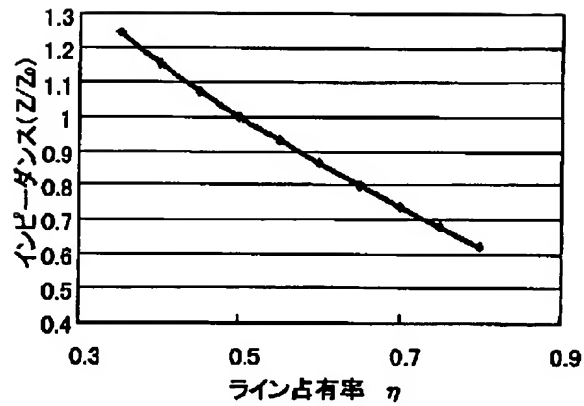
【図 7】



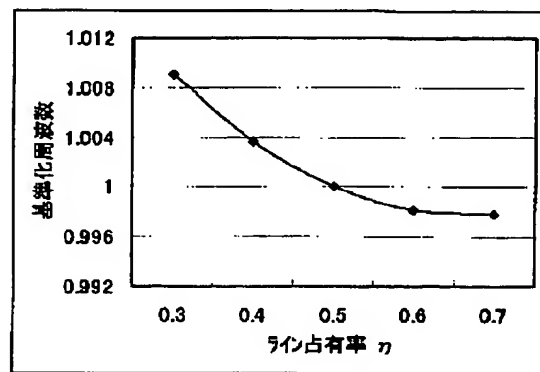
【図 10】



【図 11】



【図 12】



【図 13】

